

⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 195 34 756 A 1

⑤① Int. Cl.⁸:
H 04 L 27/00
H 04 L 27/18

②① Aktenzeichen: 195 34 756.0
②② Anmeldetag: 19. 9. 95
②③ Offenlegungstag: 20. 3. 97

DE 195 34 756 A 1

⑦① Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦② Erfinder:
Erben, Christian, Dipl.-Ing., 85290 Geisenfeld, DE

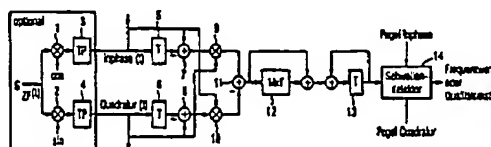
⑤② Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DE 42 19 417 A1
US 53 41 402
US 50 07 069
EP 04 05 876 A2

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Verfahren zur Detektion und zur Auswertung von Hilfssignalen

⑤⑦ Mit diesem Verfahren sollen auf der Empfangsseite eines Übertragungssystems sowohl die Frequenz der Schwingungen als auch das Zeitraster ihrer Wiederkehr möglichst rasch und mit hoher Genauigkeit ermittelt werden. Hierfür ist vorgesehen, daß aus einem komplexen Basisband-Signal mittels zweier Verzögerungsglieder mit nachfolgendem Subtraktionsglied jeweils die Differenzen aus dem verzögerten und dem unverzögerten Signalwert gebildet werden. Durch anschließende Multiplikation der Differenzwerte mit den unverzögerten Inphase- und Quadraturmomentanwerten des jeweils anderen Signals und Subtraktion der dadurch entstehenden Komponenten voneinander wird ein von einer Abtastfrequenz abhängiger Wert erzeugt, von dem ein gleitender Mittelwert über eine wählbare Länge gebildet wird. Ein nachfolgender Schwellendetektor wird nach Berücksichtigung der Pegel von Inphase- und Quadratursignal je nach gesuchter Frequenz eingestellt.



DE 195 34 756 A 1

Beschreibung

Verfahren zur Detektion und zur Auswertung von Hilfssignalen.

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Detektion und zur Auswertung von Hilfssignalen.

- 5 Bei der synchronen Datenübertragung muß der Empfangsseite sowohl die Trägerfrequenz als auch das Zeitraster der Übertragung bekannt sein. Zu diesem Zweck werden oftmals innerhalb des Nutzsignals periodisch wiederkehrende Hilfssignale mit übertragen, die dann auf der Empfangsseite erkannt und entsprechend ausgewertet werden müssen. Im Fall der Mobilfunksysteme GSM/PCN handelt es sich bei diesen Hilfssignalen um den sog. "Frequency Correction Burst", einer periodisch wiederkehrenden Folge von Sinusschwingungen

- 10 einer bestimmten Frequenz.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren anzugeben, mit dem auf der Empfangsseite sowohl die Frequenz dieser Schwingungen als auch das Zeitraster ihrer Wiederkehr möglichst rasch und mit möglichst hoher Genauigkeit ermittelt werden kann.

- 15 Diese Aufgabe wird gemäß der Erfindung in der im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 beschriebenen Weise gelöst.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Erfindungsgegenstandes sind in den Unteransprüchen angegeben.

- Nachfolgend wird die Erfindung näher erläutert, wobei die einzelnen Verfahrensschritte zunächst unter Darlegung der mathematischen Zusammenhänge und anschließend anhand eines in der Zeichnung dargestellten

- 20 Ausführungsbeispiels beschrieben werden. Dabei zeigt:

Fig. 1 eine Schaltung zur Ermittlung der Frequenz und

Fig. 2 eine Schaltung zur Ermittlung der Pegelwerte des Inphase- und des Quadratursignals.

Im komplexen Basisband habe das periodisch wiederkehrende Hilfssignal ("FC-Burst") die Form:

$$25 \quad g(t) = A \cdot \cos(\omega t) + jB \cdot \sin(\omega t) \\ = I + jQ$$

wobei $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz dieses Signals sein soll.

- Liegt das Eingangssignal $g'(t) = \cos((\omega + \omega_{zt})t)$ als reelles ZF-Signal vor, so kann $g(t)$ durch Mischung von $g'(t)$

- 30 mit $\sin(\omega_{zt})$ und $\cos(\omega_{zt})$ und anschließender Tiefpaßfilterung erzeugt werden.

In einem ersten Schritt wird nun von jedem Teilsignal der Differentialquotient nach der Zeit gebildet, nämlich

$$dI/dt = -\omega A \cdot \sin(\omega t) = I' \text{ und} \\ dQ/dt = +\omega B \cdot \cos(\omega t) = Q'.$$

- 35 Sodann wird gebildet die Produktsumme

$$I \cdot Q' - Q \cdot I' = \omega AB \cdot \cos^2(\omega t) + \omega AB \cdot \sin^2(\omega t) = \omega AB,$$

- 40 also eine Größe, die bereits proportional zu der gesuchten Frequenz ist.

Die Bestimmung der Faktoren A und B kann erfolgen durch Bildung der Effektivwerte der Teilsignale, oder auch durch Mittelung von deren Absolutwerten, also

$$45 \quad 1 / nT \cdot \int_0^{nT} |I| dt = 2A / \pi \text{ bzw. } 1 / nT \cdot \int_0^{nT} |Q| dt = 2B / \pi$$

wobei $T = 1/f$ die Periode des Hilfssignals sein soll.

- Da die Frequenz f und damit die Periode T des Hilfssignals anfangs nur näherungsweise bekannt sein kann, muß durch entsprechend großes (ganzzahliges) n dafür gesorgt werden, daß die gewünschte Genauigkeit bei der

- 50 Ermittlung von A und B eingehalten wird.
Mit der Kenntnis von A und B kann dann die gesuchte Frequenz eindeutig bestimmt werden. Für den umgekehrten Fall der Suche dieses Hilfssignals (FC-Bursts) im Empfangssignal muß an dieser Stelle ein Amplitudenfenster vorgesehen werden, welches das Auftreten des Ausgangssignals innerhalb dieses Fensters signalisiert.

- 55 Fig. 1 zeigt eine bevorzugte Ausführungsform für den Fall zeitdiskreter Verarbeitung.

Mit der Abtastfrequenz f_t und der Abtastperiode $\Delta t = 1/f_t$ wird die Zeitvariable $k\Delta t$ und das Eingangssignal demnach

$$60 \quad g(k\Delta t) = A \cdot \cos(\omega k\Delta t) + jB \cdot \sin(\omega k\Delta t)$$

wobei $\omega = 2\pi f$ weiterhin die Kreisfrequenz des Hilfssignals sein soll. Mit $f' = f/f_t$ und $\omega' = 2\pi f'$ ergibt sich daraus:

$$65 \quad g(k\Delta t) = A \cdot \cos(\omega' k) + jB \cdot \sin(\omega' k) = i + jq$$

Statt der Differentialquotienten werden jetzt Differenzenquotienten gebildet, nämlich

$$\begin{aligned} dI/dt &= I(k\Delta t) - I((k-1)\Delta t) \\ &= A \cdot (\cos(\omega'k) - \cos(\omega'(k-1))) \\ &= i' \end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned} dQ/dt &= Q(k\Delta t) - Q((k-1)\Delta t) \\ &= B \cdot (\sin(\omega'k) - \sin(\omega'(k-1))) \\ &= q' \end{aligned}$$

mit

$$\cos(\omega'(k-1)) = \cos(\omega'k) \cdot \cos(\omega') + \sin(\omega'k) \cdot \sin(\omega')$$

und

$$\sin(\omega'(k-1)) = \sin(\omega'k) \cdot \cos(\omega') - \cos(\omega'k) \cdot \sin(\omega')$$

erhält man für die Produktsumme

$$i \cdot q' - q \cdot i' = AB \cdot \sin(\omega')$$

Ein nachfolgendes Filter bildet die Summe über M Abtastwerte, und beseitigt dadurch kurzzeitig wirksame Störungen wie zum Beispiel Rauscheinflüsse.

Es wird nun die Schaltungsanordnung zur Durchführung des vorstehend in seinen mathematischen Grundlagen beschriebenen Verfahrens näher erläutert.

Bei der Schaltung nach Fig. 1 ist in dem linken Kästchen eine Einrichtung zur Erzeugung des komplexen Basisbandes dargestellt, das aus dem als reelles ZF-Signal vorliegenden Eingangssignal $S_{ZF}(t)$ durch Mischen mit den orthogonalen Signalen $\sin(\omega t)$ und $\cos(\omega t)$ gewonnen wird. Den hierfür vorgesehenen Mischern 1, 2 ist jeweils ein Tiefpaß 3, 4 nachgeschaltet, in denen die beim Mischen entstehenden Summenfrequenzsignale entfernt werden. Liegt das Eingangssignal schon als komplexes Basisbandsignal vor, so kann dieser Teil der Schaltung entfallen.

Die beiden Komponenten des komplexen Basisbandsignals, das Inphase- und das Quadratursignal, werden für die Berechnung der Pegelwerte A und B abgezweigt. Dies wird später anhand von Fig. 2 näher beschrieben. Gleichzeitig können die Inphase- und Quadratursignalwerte für eine spätere Nachbearbeitung in einem Speicher bzw. Ringspeicher abgelegt werden.

Mittels zweier Verzögerungsglieder 5, 6 und einem jeweils nachfolgenden Subtraktionsglied 7, 8 werden die Differenzen aus den verzögerten und unverzögerten Signalwerten von Inphase- und Quadratursignal erzeugt. Durch anschließende Multiplikation der Differenzwerte mit den unverzögerten Inphase- und Quadraturmomentanwerten des jeweils anderen Signals in den Multiplikationsgliedern 9, 10 und Subtraktion der dadurch entstehenden Komponenten voneinander im Subtraktionsglied 11 wird ein von der Frequenz f abhängiger Wert $AB \sin(2\pi f)$ erzeugt. Die nachfolgenden Schaltungsteile 12(MxT) und 13(T) mitteln die erzeugten Werte für die Frequenz f über eine wählbare Länge M und verringern ebenfalls störende Einflüsse durch Rauschen und Offset. Der sich anschließende Schwellendetektor 14, dem die Pegel von Inphasesignal und Quadratursignal zugeführt werden, kann nach Berücksichtigung dieser Pegel je nach gesuchter Frequenz f eingestellt werden.

Die Ermittlung der Pegelwerte A und B wird mit der Schaltung nach Fig. 2 vorgenommen, die nachfolgend näher erläutert wird. In den gleichartig aufgebauten Schaltungsteilen für das Inphase- und Quadratursignal wird das Inphase- und Quadratursignal gleichgerichtet (Einrichtungen 15, 16); von dem gleichgerichteten Signal wird in den Subtraktionsgliedern 17, 18 jeweils das Originalsignal zur Offsetkorrektur abgezogen. Die korrigierten Werte werden über die Länge M (Einrichtungen 19, 20 und 21, 22) gemittelt. Als Ausgangssignal entsteht ein offsetkorrigierter Wert, der proportional der Amplitude des Eingangssignals ist. Statt der Absolutwertbildung (Vollweggleichrichter) wird hierbei lediglich eine Halbweggleichrichtung durchgeführt. Auf diese Weise wird automatisch ein evtl. Spannungsversatz (Offset) mit erfaßt und unwirksam gemacht.

Ursprünglich wurden die Bildung der Absolutwerte, die Mittelwertbildung dieser Absolutwerte, die Mittelwertbildung der Eingangswerte (entsprechend Spannungsversatz) und die Differenz beider Ausgangswerte benötigt. Da sowohl Eingangswerte wie Absolutwerte gemittelt werden müssen und die Differenzbildung eine lineare Operation darstellt, kann die Differenzbildung bereits eingangsseitig erfolgen, wodurch der Aufwand für ein zweites Mittelwertfilter entfällt.

Das erfindungsgemäße Verfahren mit den entsprechenden Schaltungen gemäß Fig. 1 und Fig. 2 ist in vorteilhafter Weise geeignet für die Erkennung eines kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals, die Berechnung der Frequenz eines kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals sowie die Qualitätsbeurteilung eines empfangenen kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Detektion und zur Auswertung von Hilfssignalen, dadurch gekennzeichnet, daß aus einem komplexen Basisband-Signal die Komponenten Inphase- und Quadratursignalwert einerseits für die Berechnung der Pegelwerte abgezweigt und andererseits mittels zweier Verzögerungsglieder mit nachfolgenden

dem Subtraktionsglied jeweils die Differenzen aus dem verzögerten und dem unverzögerten Signalwert gebildet werden, daß durch anschließende Multiplikation der Differenzwerte mit den unverzögerten Inphase- und Quadraturmomentanwerten des jeweils anderen Signals und Subtraktion der dadurch entstehenden Komponenten voneinander ein von einer Abtastfrequenz ($f' = f/f_0$) abhängiger Wert erzeugt wird, von dem in einer nachfolgenden Schaltung ein gleitender Mittelwert über eine wählbare Länge gebildet wird und daß ein nachfolgender Schwellendetektor, dem die Pegel von Inphasesignal und Quadratursignal zugeführt werden, nach Berücksichtigung dieser Pegel je nach gesuchter Frequenz eingestellt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Ermittlung der Pegelwerte der Inphase- und Quadratursignale in der Weise erfolgt, daß das Inphase- bzw. das Quadratursignal gleichgerichtet wird, von dem gleichgerichteten Signal das Originalsignal zur Offsetkorrektur abgezogen wird und die korrigierten Werte über eine wählbare Länge gemittelt werden, woraus als Ausgangssignal ein offsetkorrigierter Wert entsteht.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch die Verwendung für die Erkennung eines kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals.

4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch die Verwendung für die Berechnung der Frequenz eines kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals.

5. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch die Verwendung zur Qualitätsbeurteilung eines empfangenen kontinuierlichen oder gebursteten Sinussignals.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

FIG 1

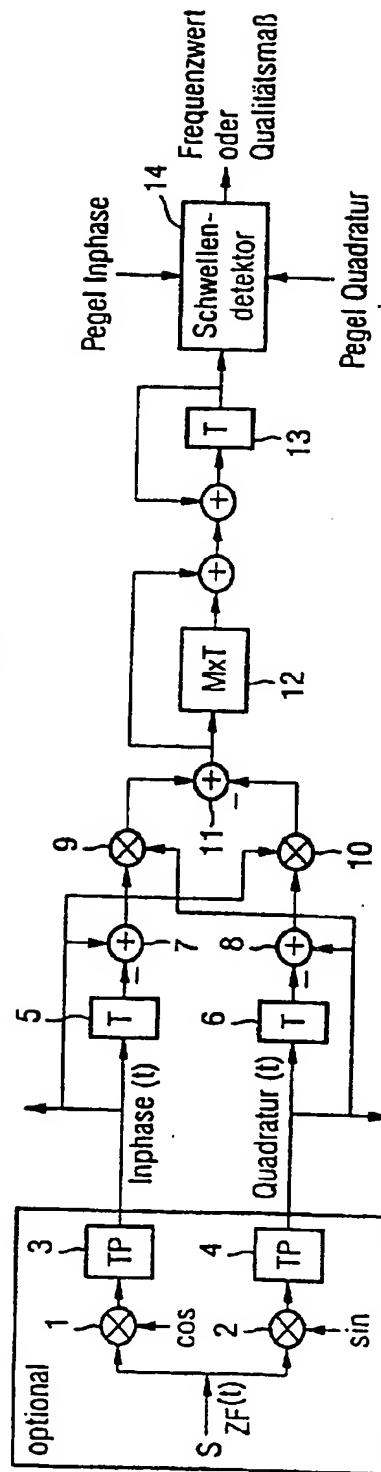


FIG 2a

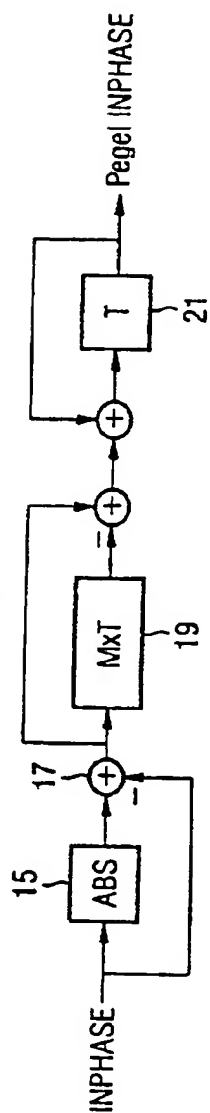


FIG 2b

